



(11) Numéro de publication : **0 681 364 A1**

(12)

# DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

(21) Numéro de dépôt : 95440020.6

(51) Int. Cl.<sup>6</sup> : **H03D 3/26**

(22) Date de dépôt : 28.04.95

(80) Priorité : 02.05.94 FR 9405506

(43) Date de publication de la demande :  
08.11.95 Bulletin 95/45

(84) Etats contractants désignés :  
CH DE ES FR GB IT LI PT

(71) Demandeur : ISA FRANCE S.A.  
8, rue des Clos Rondot  
F-25130 Villers-le-Lac (FR)

(72) Inventeur : Messuz, Gabriel  
14 Chemin des Saules  
F-74100 Annemasse (FR)  
Inventeur : Puthod, Pascal  
Arculinge  
F-74800 Arenthon (FR)

Inventeur : Lardet-Vleudrin, Franck  
Route Principale

F-25940 Blarans (FR)

Inventeur : Brofly, Philippe

11 Descente de Boissy

F-95150 Taverny (FR)

Inventeur : Marianneau, Gilles

17 rue Sancey

F-25000 Besancon (FR)

Inventeur : Byczek, Patrice

8 rue de Malbrando

F-74100 Annemasse (FR)

Inventeur : Gros Lambert, Jacques

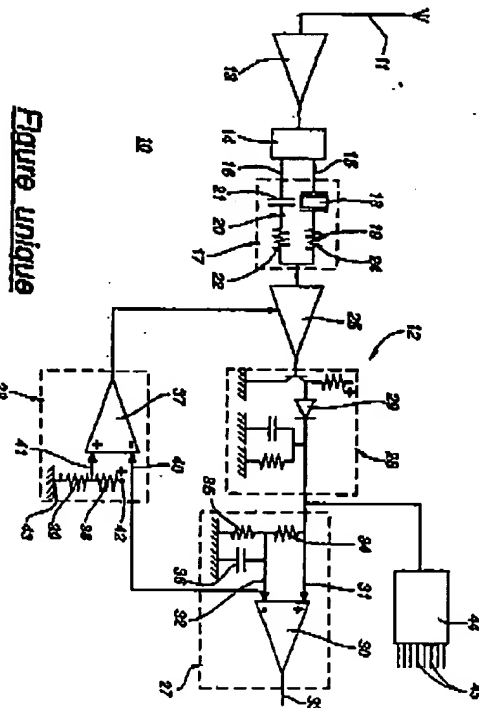
15 rue de la Prévoyance

F-25000 Besancon (FR)

(74) Mandataire : Nithardt, Roland  
CABINET NITHARDT & BURKARD S.A.,  
24 rue de l'Est - B.P. 1445  
F-68071 Mulhouse Cédex (FR)

(64) Procédé et dispositif de réception d'au moins un signal d'entrée comprenant au moins une information codée.

(57) Le dispositif (10) pour la mise en oeuvre du procédé de l'invention et destiné à démoduler des signaux modulés angulairement, c'est-à-dire en phase ou en fréquence, comporte une antenne (11) de réception de signaux radio contenant des informations codées, modulant angulairement ces signaux, et des moyens d'extraction (12) de ces informations. Ces moyens d'extraction (12) comportent un préamplificateur (13), un étage (14) qui génère deux signaux en opposition de phase, un discriminateur (17), un amplificateur à gain variable (25), un démodulateur d'amplitude (26), un comparateur adaptatif (27), un circuit (28) de commande automatique du gain et un convertisseur analogique/numérique (44). Le discriminateur (17) comporte un résonateur à quartz (18) dont la courbe de résonance d'origine définit une bande passante et une pente de flanc déterminées, la fréquence des signaux étant discriminée en utilisant au moins partiellement un flanc de la courbe de résonance dudit résonateur à quartz.



EP 0 681 364 A1

1

EP 0 681 364 A1

2

La présente invention concerne un procédé de réception d'au moins un signal radio d'entrée comprenant au moins une information codée modulant angulairement ce signal, et d'extraction de cette information, ce procédé comportant les étapes consistant à capter ledit signal radio d'entrée, à le filtrer, à discriminer sa fréquence et à en extraire ladite information.

Elle concerne également un dispositif de réception d'au moins un signal radio d'entrée comprenant au moins une information codée modulant angulairement ce signal, et d'extraction de cette information, ce dispositif comportant une antenne de réception dudit signal radio d'entrée et des moyens d'extraction de ladite information.

Il existe actuellement des émetteurs fournissant différents types d'informations telles que des informations phoniques, des informations horaires, des informations codées ou toutes autres informations numériques. Parmi les émetteurs de signaux horaires les plus connus, on peut citer l'émetteur DCF 77 de la "Deutsche Bundespost" situé en Allemagne et émettant une onde modulée en amplitude, et l'émetteur TDF, situé en France, et émettant une onde de fréquence moyenne égale à 162 kHz, modulée en amplitude pour les informations phoniques et en phase pour les informations horaires.

Ces émetteurs sont associés à des récepteurs permettant d'extraire et de restituer sous une forme utilisable, les informations contenues dans l'onde porteuse. Les informations phoniques de l'émetteur TDF sont restituées par un récepteur radiophonique conventionnel alors que les autres informations doivent être extraites au moyen d'un autre type de récepteur adapté au type d'informations transmises.

Un récepteur destiné à capter les signaux de l'émetteur DCF et à en extraire les informations est par exemple décrit dans la demande de brevet publiée sous le N° EP-A-0 201 061. Ce récepteur comporte un circuit d'antenne accordé, un préamplificateur à gain variable, un filtre et un redresseur connectés en série. Le filtre est formé d'un cristal piézo-électrique délivrant une tension dépendante de la fréquence d'un signal d'entrée. Dans le dispositif décrit dans cette publication, seule la largeur de bande du cristal piézo-électrique est utilisée. Les caractéristiques dynamiques de ce cristal, et en particulier la pente de la courbe de réponse de la tension en fonction de la fréquence, n'interviennent pas. Ce dispositif ne peut être utilisé que pour démoduler des signaux modulés en amplitude et pas pour extraire des informations contenues dans une onde modulée angulairement, c'est-à-dire en fréquence ou en phase.

Le brevet américain US-A-4 008 424 décrit un circuit discriminateur de fréquence à large bande passante comportant un cristal piézo-électrique, une bobine d'induction et un condensateur. Ce circuit a une courbe de réponse délivrant une tension en fonction de la fréquence d'un signal d'entrée, cette courbe

comportant une zone de discrimination opérant à une fréquence légèrement inférieure à la fréquence de coupure la plus basse du circuit. La discrimination est effectuée par la bobine d'induction et le condensateur, et le cristal piézo-électrique n'est utilisé que pour stabiliser la fréquence du circuit constitué de cette bobine et de ce condensateur. Cette réalisation présente différents inconvénients. Les bobines d'induction sont des composants électroniques coûteux. Leur utilisation augmente donc le prix de l'ensemble du dispositif. En outre, comme elles sont relativement grandes par rapport aux autres composants, leur utilisation est peu avantageuse dans des dispositifs dans lesquels la place disponible est limitée, ce qui est généralement le cas dans les boîtiers de montres. De plus, une bobine d'induction crée des couplages électromagnétiques indésirables lorsqu'elle est placée à proximité d'un moteur ou d'une antenne de réception. Une telle réalisation rend ce genre de discriminateurs difficilement utilisable, en particulier dans des montres.

La présente invention se propose de pallier ces inconvénients en réalisant un procédé et un dispositif de réception efficaces et simples pour capter et démoduler des signaux modulés angulairement, c'est-à-dire en fréquence ou en phase.

Ce but est atteint par un procédé tel que défini en préambule et caractérisé en ce que l'on filtre le signal radio d'entrée et l'on discrimine sa fréquence au moyen d'un discriminateur comportant au moins un résonateur à quartz dont la courbe de résonance d'origine définit une bande passante et une pente de flanc déterminées, la discrimination de ladite fréquence étant effectuée en utilisant au moins partiellement un flanc de la courbe de résonance dudit résonateur à quartz.

Selon un mode de réalisation préféré, on élargit la bande passante d'origine et l'on obtient la pente du flanc voulue dudit résonateur à quartz en y couplant une résistance en série.

On diminue avantageusement l'intensité des signaux situés hors de la bande passante du résonateur à quartz couplé à la résistance en générant deux signaux en opposition de phase à partir du signal capté et en transmettant l'un des signaux en opposition de phase audit résonateur à quartz et l'autre signal en opposition de phase à un réseau compensateur comportant un condensateur et une résistance en série.

Selon un mode de réalisation avantageux, on combine le signal sortant du résonateur à quartz et de la résistance avec le signal sortant du réseau compensateur, et on amplifie le signal combiné sortant du discriminateur au moyen d'un amplificateur à gain variable.

On commande de préférence le gain de l'amplificateur à gain variable au moyen d'un dispositif de commande automatique du gain de telle façon que le

3

EP 0 681 364 A1

4

niveau moyen du signal sortant dudit amplificateur à gain variable soit sensiblement constant.

On réalise avantageusement une démodulation d'amplitude du signal sortant de l'amplificateur à gain variable au moyen d'un démodulateur d'amplitude comportant une diode conductrice en permanence.

Selon un premier mode de réalisation, on introduit dans une entrée positive d'un amplificateur différentiel d'un comparateur adaptatif, le signal sortant du démodulateur d'amplitude, et dans une entrée négative dudit amplificateur différentiel, une fraction de la valeur moyenne dudit signal sortant du démodulateur d'amplitude, cet amplificateur différentiel comportant une sortie agencée pour fournir un signal de sortie représentatif de l'information codée contenue dans le signal radio d'entrée.

Selon un deuxième mode de réalisation, on introduit le signal sortant du démodulateur d'amplitude dans un convertisseur analogique/numérique fournissant au moins un signal de sortie traité par un dispositif logique de type connu agencé pour extraire ladite information codée dudit signal d'entrée.

Ce but est également atteint par un dispositif tel que décrit en préambule et caractérisé en ce que ces moyens d'extraction comportent au moins un discriminateur comportant au moins un résonateur à quartz dont la courbe de résonance d'origine définit une bande passante et une pente de flanc déterminées, ce discriminateur étant agencé pour filtrer le signal radio d'entrée et pour discriminer sa fréquence en utilisant au moins partiellement un flanc de la courbe de résonance dudit résonateur à quartz.

Selon une forme de réalisation avantageuse, le dispositif comporte un préamplificateur agencé pour amplifier le signal capté par l'antenne de réception, et un étage qui génère des signaux en opposition de phase à partir du signal amplifié sortant du préamplificateur.

Le dispositif comporte avantageusement des moyens pour élargir la bande passante d'origine du résonateur à quartz et pour obtenir la pente de flanc voulue, ces moyens comprenant avantageusement une résistance.

Le discriminateur comporte avantageusement un réseau compensateur formé d'un condensateur et d'une résistance montés en série.

Selon une forme de réalisation préférée, l'étage qui génère des signaux en opposition de phase comporte une sortie connectée au résonateur à quartz et une sortie connectée au réseau compensateur.

Selon un mode de réalisation avantageux, lesdits moyens d'extraction comportent un amplificateur à gain variable agencé pour amplifier le signal combiné sortant dudit discriminateur, un circuit de commande automatique du gain agencé pour commander le gain de l'amplificateur à gain variable, et un circuit démodulateur d'amplitude comprenant une diode conductrice

trice en permanence.

Selon une première forme de réalisation, lesdits moyens d'extraction comportent un comparateur adaptatif comprenant un amplificateur différentiel pourvu d'une entrée positive connectée à la sortie du démodulateur d'amplitude et d'une entrée négative connectée entre deux résistances dont l'une est reliée au démodulateur d'amplitude et dont l'autre est reliée à la masse électrique.

Selon une deuxième forme de réalisation, les moyens d'extraction comportent un convertisseur analogique/numérique connecté à la sortie du démodulateur d'amplitude.

La présente invention et ses avantages apparaîtront mieux dans la description suivante d'un exemple de réalisation et en référence au dessin annexé, dans lequel la figure unique est une vue schématique du dispositif selon l'invention.

En référence à cette figure, le dispositif 10 de réception et d'extraction comporte une antenne de réception 11 agencée pour capter des signaux radio d'entrée émis par un émetteur (non représenté). Cet émetteur peut par exemple être du type de l'émetteur connu sous le nom de Télédiffusion de France abrégé TDF émettant une onde modulée en amplitude et en fréquence dont la porteuse a une fréquence moyenne de 162 kHz. Cette onde véhicule différentes informations réparties en trois catégories. La première catégorie, modulée en amplitude, contient des informations phoniques destinées à être reçues par un récepteur radiophonique. La deuxième catégorie, modulée en phase, contient des informations horaires destinées à la mise à l'heure de montres, pendules, etc. Finalement, la troisième catégorie, également modulée en phase, contient des données de type messagerie ou toutes autres informations numériques.

Le dispositif 10, qui est utilisé en coopération avec les ondes de l'émetteur TDF modulées en phase, comporte également des moyens d'extraction 12 des informations contenues dans ces signaux radio. Ces moyens d'extraction comportent un préamplificateur 13 conventionnel destiné à amplifier les signaux captés par l'antenne 11. Les signaux amplifiés sont ensuite transmis à un étage 14 qui génère deux signaux en opposition de phase. Ces deux signaux sont respectivement transmis à deux entrées 15, 16 d'un discriminateur 17. La première entrée 15 du discriminateur 17 est connectée à une première branche comportant un résonateur à quartz 18 dont la courbe de résonance d'origine définit une bande passante et une pente de flanc déterminées et des moyens 19 permettant d'élargir la bande passante d'origine de ce résonateur à quartz et d'obtenir la pente de flanc voulue. La deuxième entrée 16 est connectée à une deuxième branche formant un réseau compensateur 20 constitué par exemple d'un condensateur 21 et d'une résistance 22 en série dont la fonction est

5

EP 0 681 364 A1

6

d'améliorer les caractéristiques de la première branche.

Le discriminateur 17 assume deux fonctions distinctes. La première fonction consiste à filtrer le signal sortant de l'étage 14. En utilisant un résonateur à quartz standard dont le coefficient de qualité d'origine est élevé, on obtient un filtre passe-bande ayant d'origine une faible largeur de bande. C'est pourquoi il est nécessaire d'y adjoindre les moyens 19 qui atténuent le coefficient de qualité et par voie de conséquence, élargissent la bande passante du filtre. Ces moyens 19 consistent en une résistance 24 placée en série avec le résonateur à quartz 18. La deuxième fonction de ce discriminateur 17 est de convertir les variations de fréquence du signal d'entrée en variations de tension électrique. La fréquence centrale du discriminateur est telle que la fréquence moyenne d'émission est située sur un flanc de la courbe de résonance du discriminateur. La résistance 24 contribue également à obtenir la pente de flanc désirée de manière à optimiser le gain de conversion fréquence-tension du discriminateur. Selon un mode de réalisation préféré mais non exclusif, la fréquence centrale d'émission est plus faible que la fréquence centrale du discriminateur et la fréquence centrale d'émission est proche du sommet de la courbe de résonance de ce discriminateur.

Lorsque l'on utilise un résonateur à quartz comme filtre passe-bande, les signaux de fréquences situées hors de sa bande passante d'origine sont très fortement atténués. Si l'on place une résistance en série avec le résonateur, la bande passante est élargie, mais les signaux situés hors de cette bande passante sont moins atténués. Ces signaux peuvent introduire des parasites dans le dispositif et nuire à son bon fonctionnement. En reliant le réseau compensateur 20 à la sortie 16 de l'étage 14 en opposition de phase par rapport à la sortie 15 connectée au résonateur à quartz 18, on atténue cet inconvénient.

Le dispositif 10 comporte également un amplificateur à gain variable 25, un démodulateur d'amplitude 26, un comparateur adaptatif 27 et un circuit 28 de commande automatique du gain.

L'amplificateur à gain variable 25 reçoit comme signal d'entrée, le signal combiné sortant des deux branches du discriminateur 17 et ressort un signal amplifié. Ce dernier traverse le démodulateur d'amplitude 26 qui fournit un signal démodulé. Le démodulateur d'amplitude comporte une diode 29 conductrice en permanence, de sorte que même pour un niveau très faible à l'entrée du démodulateur, on a un signal démodulé à la sortie.

Le signal démodulé est introduit dans le comparateur adaptatif 27. Plus précisément, ce comparateur adaptatif 27 comporte un amplificateur différentiel 30 ayant une entrée positive 31, une entrée négative 32 et une sortie 33. Le signal démodulé est

transmis à l'entrée positive 31 de l'amplificateur différentiel. Les deux entrées 31 et 32 sont en outre reliées entre elles par l'intermédiaire d'une résistance 34. L'entrée négative 32 est connectée à une résistance 35 et à un condensateur 36 relié à la masse électrique. Cette connexion entraîne que l'entrée négative 32 de l'amplificateur différentiel 30 reçoit une tension égale à une fraction de la valeur moyenne de la tension du signal démodulé.

Le circuit 28 de commande automatique du gain comporte un amplificateur différentiel 37 et deux résistances 38, 39. L'entrée négative 32 de l'amplificateur différentiel 30 du comparateur adaptatif 27 est connectée à une entrée négative 40 de l'amplificateur différentiel 37 du circuit de commande 28. Cette entrée 40 reçoit donc également une tension égale à une fraction de la valeur moyenne de la tension du signal démodulé.

L'entrée positive 41 de l'amplificateur différentiel 37 est connectée entre les deux résistances 38, 39 dont l'une est reliée à une source d'alimentation positive 42 et dont l'autre est reliée à une source d'alimentation négative 43 ou à la masse électrique, donnant ainsi une tension de référence.

Le circuit 28 de commande du gain adapte le gain de l'amplificateur à gain variable 25 de façon que le rapport entre le niveau des deux entrées du circuit de commande 28 soit sensiblement constant et que l'amplificateur à gain variable 25 ne soit jamais saturé. De cette manière, on assure que la valeur moyenne du niveau de sortie du démodulateur d'amplitude 26 est sensiblement constante.

Si le dispositif selon l'invention est uniquement destiné à extraire des informations horaires des signaux captés, la sortie 33 de l'amplificateur différentiel 30 donne l'information horaire contenue dans le signal d'entrée.

Si le dispositif est également destiné à extraire d'autres informations que des informations horaires, la sortie du démodulateur 26 est connectée directement à une entrée d'un convertisseur analogique/numérique 44. Ce convertisseur comporte des sorties 45 délivrant des signaux numériques parallèles qui sont traités par un circuit logique de type connu ou par un microcontrôleur conventionnel (non représenté), adapté aux données extraites du signal radio d'entrée.

Le dispositif selon la présente invention permet de s'affranchir de l'utilisation d'une bobine d'induction dans la réalisation du discriminateur. Ceci permet son emploi dans des objets de petite dimension, comme par exemple des montres ou des montres-bracelets, ce qui n'est pratiquement pas possible en utilisant un dispositif comportant une bobine d'induction, du fait du volume relativement grand de ces bobines. Les bobines d'induction étant en outre relativement coûteuses, leur suppression permet de réduire le coût de fabrication. Finalement, de telles bobines

7

EP 0 681 364 A1

8

d'induction créent un couplage électromagnétique indésirable qu'il faut supprimer en isolant la bobine, ce qui augmente le volume nécessaire, le coût de la fabrication et la complexité du montage.

Dans une autre variante de réalisation, il est par exemple possible de connecter plusieurs résonateurs à quartz afin d'augmenter la sélectivité du dispositif et de se protéger plus fortement d'émetteurs indésirables.

#### Revendications

1. Procédé de réception d'au moins un signal radio d'entrée comprenant au moins une information codée modulant angulairement ce signal, et d'extraction de cette information, ce procédé comportant les étapes consistant à capter ledit signal radio d'entrée, à l'amplifier, à le filtrer, à discriminer sa fréquence et à en extraire ladite information, caractérisé en ce que l'on filtre ce signal radio d'entrée et l'on discrimine sa fréquence au moyen d'un discriminateur (17) comportant au moins un résonateur à quartz (18) dont la courbe de résonance d'origine définit une bande passante et une pente de flanc déterminées, la discrimination de ladite fréquence étant effectuée en utilisant au moins partiellement un flanc de la courbe de résonance dudit résonateur à quartz.
2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'on élargit la bande passante d'origine et l'on obtient la pente de flanc voulue dudit résonateur à quartz (18) en y couplant une résistance (24) en série.
3. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que l'on diminue l'intensité des signaux situés hors de la bande passante du résonateur à quartz (18) couplé à la résistance (24) en générant deux signaux en opposition de phase à partir du signal capté et en transmettant l'un des signaux en opposition de phase audit résonateur à quartz et l'autre signal en opposition de phase à un réseau compensateur (20) comportant un condensateur (21) et une résistance (22) en série.
4. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce que l'on combine le signal sortant du résonateur à quartz (18) et de la résistance (24) avec le signal sortant du réseau compensateur (20), et en ce que l'on amplifie le signal combiné sortant du discriminateur (17) au moyen d'un amplificateur à gain variable (25).
5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que l'on commande le gain de l'amplificateur à gain variable (25) au moyen d'un dispositif (28) de commande automatique du gain de telle façon que le niveau moyen du signal sortant dudit amplificateur à gain variable soit sensiblement constant.
6. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que l'on réalise une démodulation d'amplitude du signal sortant de l'amplificateur à gain variable (25) au moyen d'un démodulateur d'amplitude (26) comportant une diode (29) conductrice en permanence.
7. Procédé selon la revendication 6, caractérisé en ce que l'on introduit dans une entrée positive (31) d'un amplificateur différentiel (30) d'un comparateur adaptatif (27), le signal sortant du démodulateur d'amplitude (26), et dans une entrée négative (32) dudit amplificateur différentiel (30), une fraction de la valeur moyenne dudit signal sortant du démodulateur d'amplitude (26), cet amplificateur différentiel (30) comportant une sortie (33) agencée pour fournir un signal de sortie représentatif de l'information codée contenue dans le signal radio d'entrée.
8. Procédé selon la revendication 6, caractérisé en ce que l'on introduit le signal sortant du démodulateur d'amplitude (26) dans un convertisseur analogique/numérique (44) fournissant au moins un signal de sortie traité par un dispositif logique de type connu agencé pour extraire ladite information codée dudit signal d'entrée.
9. Dispositif de réception d'au moins un signal radio d'entrée comprenant au moins une information codée, modulant angulairement ce signal, et d'extraction de cette information, ce dispositif comportant une antenne de réception dudit signal radio d'entrée et des moyens d'extraction de ladite information, caractérisé en ce que ces moyens d'extraction (12) comportent au moins un discriminateur (17) comportant au moins un résonateur à quartz (18) dont la courbe de résonance d'origine définit une bande passante et une pente de flanc déterminées, ce discriminateur (17) étant agencé pour filtrer le signal radio d'entrée et pour discriminer sa fréquence en utilisant au moins partiellement un flanc de la courbe de résonance dudit résonateur à quartz.
10. Dispositif selon la revendication 9, caractérisé en ce qu'il comporte un préamplificateur (13) agencé pour amplifier le signal capté par l'antenne de réception, et un étage (14) qui génère des signaux en opposition de phase à partir du signal amplifié sortant du préamplificateur (13).

5

9

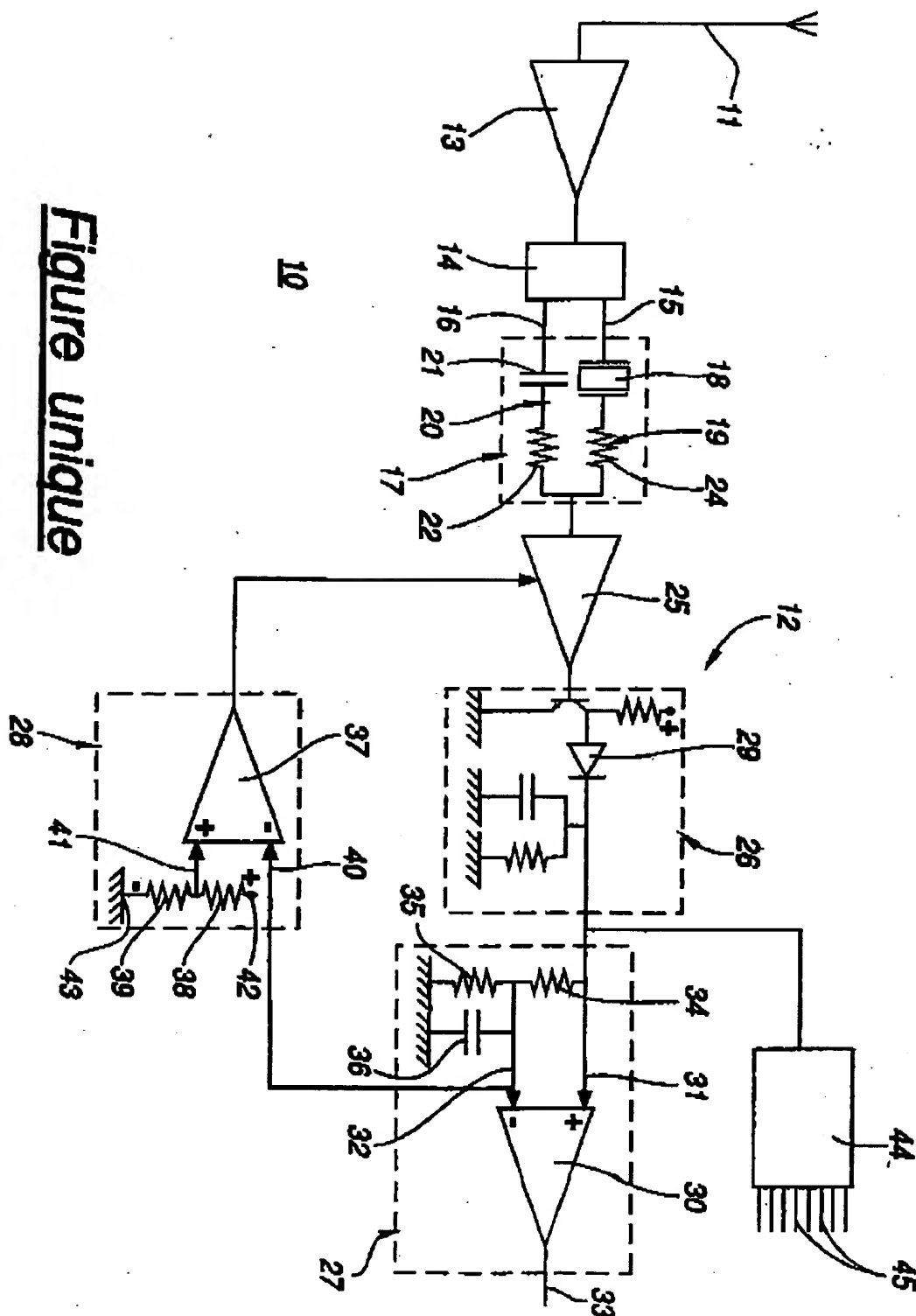
EP 0 681 364 A1

10

11. Dispositif selon la revendication 8, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens (19) pour élargir la bande passante d'origine du résonateur à quartz (18) et pour obtenir la pente du flanc voulue. 5
12. Dispositif selon la revendication 11, caractérisé en ce que les moyens (19) comprennent une résistance (24). 10
13. Dispositif selon la revendication 8, caractérisé en ce que le discriminateur (17) comporte un réseau compensateur (20) formé d'un condensateur (21) et d'une résistance (22) montés en série. 16
14. Dispositif selon la revendication 13, caractérisé en ce que l'étage (14), qui génère des signaux en opposition de phase, comporte une sortie connectée au résonateur à quartz (18) et une sortie connectée au réseau compensateur (20). 20
15. Dispositif selon la revendication 9, caractérisé en ce que lesdits moyens d'extraction (12) comportent un amplificateur à gain variable (25) agencé pour amplifier le signal combiné sortant du discriminateur (17). 25
16. Dispositif selon la revendication 15, caractérisé en ce que lesdits moyens d'extraction (12) comportent un circuit (28) de commande automatique du gain, agencé pour commander le gain de l'amplificateur à gain variable (25). 30
17. Dispositif selon la revendication 9, caractérisé en ce que lesdits moyens d'extraction (12) comportent un circuit démodulateur d'amplitude (26) comprenant une diode (29) conductrice en permanence. 35
18. Dispositif selon la revendication 17, caractérisé en ce que lesdits moyens d'extraction (12) comportent un comparateur adaptatif (27) comprenant un amplificateur différentiel (30) pourvu d'une entrée positive (31) connectée à la sortie du démodulateur d'amplitude (26) et d'une entrée négative (32) connectée entre deux résistances (34, 35) dont l'une (34) est reliée au démodulateur d'amplitude (26) et dont l'autre (35) est reliée à la masse électrique. 40 45
19. Dispositif selon la revendication 17, caractérisé en ce que les moyens d'extraction (12) comportent un convertisseur analogique/numérique (44) connecté à la sortie du démodulateur d'amplitude (26). 50 55

6

EP 0 681 364 A1



EP 0 681 384 A1

Office européen  
des brevets

## RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande  
EP 95 44 0020

| DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS  |  |  |   |
|--|--|--|---|
| Catégorie  | Citation du document avec indication, au cas de besoin, des parties pertinentes  | Invention(s) concernée(s)  | CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int.Cl.6)       |
| A  | US-A-4 006 424 (POND)<br>* colonne 3, ligne 64 - colonne 4, ligne 26; figure 4 *   | 1,2,9,11   | H03D3/26                                  |
| A,D  | EP-A-0 201 061 (TELEFUNKEN ELECTRONIC GMBH)<br>* abrégé; figure 1 *  | 1,5,9  |   |
| A  | US-A-3 916 344 (ENDERBY)<br>* colonne 2, ligne 50 - ligne 54 *   | 2,12   |   |
| A  | US-A-3 375 456 (FRISCH)<br>* colonne 2, ligne 69 - colonne 3, ligne 14 *   | 3,13   |   |
| A  | IBM TECHNICAL DISCLOSURE BULLETIN, vol. 4, no. 10, Mars 1962 NEW YORK US, page 62<br>SIMAITIS ET JULIUSBURGER: 'Full-wave tunnel diode rectifier-demodulator'<br>* le document en entier * | 6.17   |   |
|  |  |  | DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.Cl.6) |
|  |  |  | H03D<br>H03H                              |
| Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications   |  |  |   |
| Lieu de la recherche<br><b>LA HAYE</b>   |  | Date d'achèvement de la recherche<br><b>26 Juillet 1995</b>  | Examinateur<br><b>Peeters, M</b>          |
| CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES  |  |  |   |
| X : particulièrement pertinent à lui seul<br>Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie<br>A : articles-planes technologiques<br>O : divulgation non-écrite<br>P : document prioritaire |  | T : théorème ou principe à la base de l'invention<br>E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date<br>D : cité dans la demande<br>L : cité pour d'autres raisons<br>& : membre de la même famille, document correspondant |   |

EPO FORM 200 001 (P0100)



APR. 28. 2003 2:35PM

LEYDIG VOIT & MAYER

NO. 7382 P. 19

EP 0 681 364 A1

uncertified translation from the French text

---

**Abstract**

The apparatus (10) for putting the invention into effect and demodulate waves modulated either in phase or frequency, consists of an antenna (11) to receive the radio signals containing the coded signals, changing the phase modulation of these signals, and means (12) of extracting these signals. These extraction means (12) comprise a pre-amplifier (13), a circuit (14) which generates two signals in opposite phase, a discriminator (17), a variable gain amplifier, an amplitude demodulator (26), a variable (?) comparator (27), an automatic gain control (28), and an A-to-D converter (44). The discriminator (17) comprises a quartz resonator 18 whose fundamental resonance curve defines a pass band and a known side slope the frequency of the signals being measured using at least partially one side of the resonance curve of the said quartz resonator.

---

The present invention provides a method of receiving an input radio signal containing at least one [stream of] coded information which is coded by phase modulation of this signal, and the extraction of the information, the method involving the stages of capturing the said input radio signal, filtering it, determining its frequency, and extracting the said information.

The invention also provides apparatus for receiving at least one input radio signal containing at least one element of information coded in phase modulation, and the extraction of that information, such equipment comprising an antenna for receiving the said input radio signal and means for extracting the said information.

There already exist transmitters providing different types of information, such as sound, time-of-day signals, encoded information or other digital information. Among the best known transmitters of time-of-day signals, one can cite Deutsche BundesPost's DCF 77, based in Germany and transmitting an amplitude-modulated wave, and TDF, based in France, transmitting on medium wave at 162kHz, modulated in amplitude for sound and in phase for time-of-day.

These transmitters are linked to receivers which can extract and convert to a useable form the information contained in the carrier wave. The sound information in the TDF's transmitter is processed by a conventional radio receiver while the other information can be processed by means of another type of receiver, suited to the type of transmitted information.

A receiver for capturing and decoding signals from the DCF transmitter is, for example, described in patent application EPA0201061. This receiver comprises a resonant antenna, a variable gain amplifier, a filter, and a rectifier connected in series. The filter is formed from a piezo-electric crystal delivering a voltage dependant on the input frequency. In the equipment described in this publication, only the band-width of the wave of the piezo-electric crystal is used. The dynamic characteristics of this crystal, and in particular the side slope of the curve of output voltage against frequency, is not relevant. This equipment can be used only for reading signals modulated in amplitude and not signals that are modulated in frequency or phase.

The American patent USA4006424 describes a wide pass-band frequency discriminating circuit which comprises a piezo-electric crystal, an inductor, and a capacitor. This circuit has a response curve where the output voltage is dependant on the frequency of the input signal, with one part of the curve having discrimination zone operative at a frequency slightly lower than the lowest cut off frequency of the circuit. The discrimination is effected by an inductor and the capacitor, and the piezo-electric crystal is only used for stabilising the frequency of the circuit comprising the inductor and the capacitor / condenser. This design has various shortcomings. Inductors are expensive. Their use thus increases the total cost of the device. In addition, because they are relatively large in comparison to the other components, they can less readily be used in equipment where available

space is limited, as is generally the case with watch cases. Further, an inductor creates unwanted electromagnetic couplings where they are placed near a motor or a receiving antenna. It is thus difficult to use this kind of discriminator, particularly in watches.

The present invention obviates these problems by proposing an effective and simple reception method and a device for capturing and demodulating signals modulated in either frequency or phase.

This objective is achieved by a process as defined in the preamble and characterised as being where the input radio signal is filtered and it is frequency demodulated by means of a discriminator containing at least one quartz resonator whose underlying resonance curve defines a pass band and the side slope of the resonance curve, the selection of the said frequency being effected by using at least partly one side of the resonance curve of the said quartz resonator.

According to one preferred implementation, the pass band is increased and the required slope of the curve of the said quartz resonator is obtained by connecting a resistance in series.

The strength of the signals outside the pass band of the quartz resonator coupled with the resistor can conveniently be reduced by generating two signals in opposite phase to the input signal and transmitting one of these signals to the said quartz resonator and the other to a compensating network comprising a capacitor and a resistance in series.

According to one method of implementation, the output of the quartz resonator with resistor is combined with the output of the compensating network and then amplify the combined signal output from the discriminator is amplified by means of a variable gain amplifier.

Preferably, the variable gain amplifier is controlled by an automatic control system in such a way as the medium level of the output from the said variable gain amplifier is essentially constant.

One can effectively demodulate the output of the variable gain amplifier by means of an amplitude demodulator comprising a semiconductor diode.

According to a first method of implementation, there is connected to a positive input of a differential amplifier of a variable comparator to the output of the amplitude demodulator, and to the negative input of the said differential amplifier, a fraction of the average value of the said output signal from the amplitude demodulator, this differential amplifier providing an output arranged to give an output signal representative of the information coded in the radio input signal.

According to a second method of implementation, the signal from the amplitude demodulator is fed into in an A/D converter providing at least an output signal processed by a processor known to be suitable for decoding the said information encoded in the input signal.

This objective may also be achieved by such equipment of the type described in the preamble and characterised as decoding means which include at least a discriminator comprising at least a quartz resonator whose resonance curve defines a pass band and a selected side slope, this discriminator being arranged to filter the input radio signal and to discriminate / select its frequency by using at least in part one side of the resonance curve of the said quartz resonator.

According to one convenient embodiment, the equipment includes a preamplifier arranged to amplify the signal collected by the receiving antenna, and means to generate signals in opposite phase from the amplified output signal of the preamplifier.

The equipment conveniently incorporates means to increase the underlying pass band of the quartz resonator and to obtain the required slope, these means conveniently comprising a resistance.

The discriminator may conveniently include a compensation network comprising a capacitor and a resistance arranged in series.

According to a preferred embodiment, the means which generates signals in opposite phase comprise an output connected to the quartz resonator and an output connected to the compensating network.

According to a convenient embodiment, the said extraction means comprise a variable gain amplifier arranged to amplify the combined output signal from the said discriminator, an automatic gain control circuit arranged to control the gain of the variable gain amplifier, and an amplitude demodulator circuit comprising a semiconductor diode.

According to a first embodiment, the said extraction means include a variable comparator with a differential amplifier providing a positive input connected to the output of the amplitude demodulator and one negative input connected between two resistances of which one is connected to the amplitude demodulator and the other to electrical earth.

According to a second embodiment, the extraction means include an A to D converter connected to the output of the output demodulator.

The present invention and its advantages will be best understood from the following description of an example and by reference to the accompanying drawing which provides a schematic view of the apparatus made in accordance with the invention.

With reference to this drawing, the receiving and extraction apparatus 10 comprises a receiving antenna 11 arranged to receive radio signals sent by a transmitter (not shown). This transmitter can, for example, be of the type known as *Télédiffusion de France* abbreviated TDF transmitting a wave modulated in amplitude and frequency where the carrier wave is 162 kHz. This wave carries different information, divided in three categories. The first category, being amplitude modulated, carries sound signals intended to be received by a radio receiver. The second category, modulated in phase, contains time-of-day signals intended to be received by watches, clocks etc. Finally, the third category, also modulated in phase, contains messaging data or all other digital information.

The apparatus 10 which is used with those waves from the TDF transmitter which have been modulated in phase, includes means 12 for extracting information contained in these radio signals. These extraction means comprise a conventional preamplifier 13 for amplifying the signals received by the antenna 11. The amplified signals are then sent to a stage 14 which generates two signals in opposite phase. These two signals are respectively sent to two inputs, 15 & 16, of the discriminator 17. the first input 15 of the discriminator 17 is connected to a first sub-circuit comprising a quartz resonator 18 whose fundamental resonance curve defines a pass band and a selected side slope and means 19 which allow the enlargement of the fundamental pass band of the quartz resonator and to obtain the desired side slope. The second input 16 is connected to a second sub-circuit forming a compensating network 20 made, for example, of a capacitance 21 and a resistor 22 in series the function of which is to improve the characteristics of the first sub-circuit.

The discriminator 17 has two distinct functions. The first function consists of filtering the output signal from the stage 14. By using a standard quartz resonator with a high Q (quality factor), there is produced a narrow pass-band. This is why it is necessary to connect it to means 19 which reduces the Q factor and consequently increases the pass band of the filter. The means 19 comprise a resistor 24 placed in series with the quartz resonator 18. The second function of this discriminator 17 is to convert the variations in frequency of the input signal into variations of voltage. The central frequency of the transmission is such that the average transmission frequency is on one side of the resonance curve of the discriminator. The resistor 24 also contributes to getting the required side slope which optimises the gain of the conversion frequency of the frequency-to-voltage discriminator. According to a preferred (but not the only) means of implementation, the central emission frequency is weaker than the central frequency of the discriminator and the central sending frequency is close to the top of the resonance curve of the discriminator.

Because there is used a quartz resonator as a pass band filter, the signals of a frequency outside the fundamental pass band are strongly attenuated. If one places a resistor in series with the resonator, the pass band is enlarged, but the signals outside this pass band are less attenuated. These signals can introduce parasitic effects

into the equipment and interfere with its proper operation. The compensating network 20 at the output 16 of stage 14 in opposite phase to that of output 15 of the quartz resonator 18 attenuates this problem.

The apparatus 10 also provides a variable gain amplifier 25, an amplitude demodulator 26, a variable comparator 27, and an automatic gain control circuit 28.

The variable gain amplifier 25 receives as an input signal the combined output signal from the two sides of the discriminator 17 and gives out an amplified signal. This last pass of the amplitude demodulator 26 provides a demodulated signal. The amplitude demodulator comprises a solid state diode of the kind which, even for a very low level demodulator input, provides a demodulated signal at the output.

The demodulated signal is introduced into the variable comparator 27. More precisely, this variable comparator 27 comprises a differential amplifier 30 having a positive input 31, a negative input 32, and an output 33. The demodulated signal is sent to the positive input of the differential amplifier. The two inputs, 31 & 32, are further linked by means of a resistor 34. The negative input is connected to a resistor 35 and to a capacitor 36 connected to electrical earth. This connection ensures that the negative input 32 of the differential amplifier 30 receives a voltage equal to a fraction of the average voltage of the demodulated signal.

The automatic gain control circuit 28 comprises a differential amplifier 37 and two resistors 38 & 39. The negative input 32 of the differential amplifier 30 of the variable comparator 27 is connected to a negative input 40 of the differential amplifier 37 of the control circuit 28. This input 40 thus also receives a voltage equal to a fraction of the average voltage of the demodulated signal.

The positive input 41 of the differential amplifier 37 is connected between two resistors 38 & 39 of which one is connected to a positive power supply 42 and the other is connected to a negative power supply 43 or electrical earth, giving a reference voltage.

The gain control circuit 28 adjusts the gain of the variable gain amplifier 25 so that the relationship between the level of the two inputs of the control circuit 28 is essentially constant and so that the variable gain amplifier 25 is never saturated. This ensures that the average value of the output level from the amplitude demodulator 26 is essentially constant.

If the apparatus according to the invention is particularly intended to extract time-of-day data from the received signals, the output 33 of the differential amplifier 30 gives the time-of-day information contained in the input signal.

If the apparatus is intended to extract information other than time-of-day data, the output of the demodulator 26 is connected directly to an input of an A to D converter 44. This converter comprises outputs 45 delivering parallel digital signals which are processed by a known logic circuit or by a conventional microprocessor (not shown) suitable for the given signals from the radio source.

The equipment according to the present invention does not require the use of an inductor as part of the discriminator. Thus allows its use in small-sized applications such as, for example, watches or watch straps, where it is not otherwise practical to use a device including an inductor or coil given the relatively large size of these coils. Furthermore, inductors are relatively costly, and their elimination allows lower costs of production. Finally, such coils create undesirable electromagnetic couplings which must be suppressed by screening the coil, which increases the required volume, the costs of production and the complexity of the assembly.

In a variant of the embodiment, it is possible for example to connect several quartz resonators in order to increase the selectivity of the apparatus and more strongly protect it from unwanted transmitters.

[Claims not translated]

RM/MJU 16 April 03



## Praxis &amp; Hobby

Reinhard Weiß

## Uhrzeit- und Normalfrequenzempfänger für DCF 77 mit Gangreserve

1. Teil

Der Sender DCF 77 ermöglicht neben der Herstellung lokaler Eichfrequenzen auch eine störsichere und genaue Zeit- und Datumsanzeige. In vielen Veröffentlichungen ist darauf im einzelnen hingewiesen worden (siehe Literatur am Ende des Beitrags). Hier soll nun ein Zeit- und Normalfrequenzempfänger mit Gangreserve bei Senderausfall beschrieben werden, der sich beim Verfasser seit knapp drei Jahren bewährt hat. Diese Bauanleitung ist nicht als Kochrezept zu verstehen, sondern sie wendet sich an den versierten Praktiker, der auch über entsprechende Meßmittel verfügt.

### Das Konzept

Bild 1 zeigt die Blockschaltung der Aufbereitung: Über eine Ferritantenne mit anschließendem Antennenv Verstärker (7408) gelangt das modulierte DCF-Signal über ein schmalbandiges Bandpaßfilter mit anschließender Verstärkung (7409) zum Demodulator (7401), der die Sekunden- und Minutenmarken abtrennt. Außerdem stellt eine Senderausfallerkennung an fehlenden Sekundenimpulsen einen Senderausfall fest, zusätzlich gelangt das HF-Signal über einen Begrenzer auf eine PLL-Schaltung (7402), die einen 1-MHz-Oszillator (7308) an die Trägerfrequenz von DCF 77 anbindet. Damit wird der Oszillator praktisch so langzeitstabil gehalten wie die Trägerfrequenz des DCF 77 [1, 5].

Die 1-MHz-Quarzfrequenz wird nach der Methode des quasiperiodischen aperiodischen Teilers [9] auf 77,5 kHz und außerdem zur weiteren Verarbeitung auf 100 kHz und 1 Hz heruntergeteilt. Aus der Teilerkette können diverse Teilfrequenzen für Eichzwecke abgenommen werden.

In einem zweiten Regelkreis (7403) werden Sekundenimpulse, die durch Teilung der 100 kHz entstehen, in einer Impulshiftautomatik mit den DCF-Sekunden verglichen und im langfristigen Mittel phasensynchron daran angebunden. Eine Verzögerung  $t_1$  sorgt dafür, daß durch entsprechende zeitliche Vorteilung der synthetischen Sekundenimpulse die Laufzeiten zwischen Sender- und Empfangsort einerseits und im Empfänger andererseits kompensiert werden.

Die Impulshift arbeitet so, daß sie je nach Erforderlichkeit dem 100-kHz/1-Hz-Teiler je Sekunde entweder einen zusätzlichen Zählimpuls liefert oder einen Zählimpuls sperrt. Im Mittel stellt sich die Phasendifferenz zwischen den DCF-Sekunden und den synthetischen Sekunden um  $t_1$  verschoben auf  $\pm 10 \mu\text{s}$  genau ein.

Die synthetisch erzeugten Sekunden dienen zur digitalen Steuerung der Zeitdekodierung (7405), was eine sehr störsichere

Verarbeitung ergibt. Einerseits sind dadurch hochfrequente Störimpulse, die in den Empfänger gelangen und zu Fehlzählungen führen könnten, praktisch unwirksam; andererseits bleibt die Phasenbeziehung zwischen den DCF- und synthetischen Sekunden auch bei Störungen langfristig erhalten, so daß es nicht zu einer Drift der Sekundenphasen kommt.

DCF 77 arbeitet prinzipiell im Dauerbetrieb; jedoch wird er jeden 2. Dienstag im Monat zwischen 5 und 9 Uhr für Wartungsarbeiten abgeschaltet. Auch sonst ist mit gelegentlichen kurzzeitigen Senderausfällen zu rechnen. Bei Senderausfall sorgt ein Inhibit-Flipflop (RS-FF auf 7405) für die Abschaltung der Regelkreise. Außerdem setzt der erste Minutenimpuls, nachdem der Sender wieder arbeitet, die Teilerkette 100 kHz/1 Hz in eine definierte Stellung, womit etwaige Fehlzählungen, die während des Ausfalls aufgetreten sein könnten, korrigiert werden. Nach einem Netzausfall oder nach Inbetriebnahme des Gerätes sorgt das gleiche Flipflop ebenfalls für ein Rücksetzen der Teilerkette.

Die Dekodierung und Speicherung der Zeitinformation unterscheidet sich wesentlich von der in [7] beschriebenen Schaltung, weil besonders großer Wert auf Störsicherheit gelegt wurde.

Die angezeigte Uhrzeit eines Gerätes nach diesem Konzept kann auf zwei verschiedene Arten entstehen. Im Normalfall wird die kodierte Zeitinformation des Senders dekodiert, auf Übertragungsfehler überprüft und – sofern die Überprüfung positiv war – gespeichert und zur Anzeige gebracht. Für den Fall, daß die Überprüfung einen Übertragungsfehler festgestellt hat oder der Sender ausgefallen ist, läuft die Uhr als normale quartzgesteuerte „selbstzählende“ Digitaluhr weiter. Das sieht im einzelnen folgendermaßen aus:

Die synthetischen Sekundenimpulse werden in jedem Fall in den Sekundenzähler und der 60. Impuls als Übertrag in den Stunden-Minuten-Zähler/Speicher eingezählt.

Gleichzeitig fragt der um  $t_2$  (150 ns) verzögerte synthetische Sekundenimpuls während der 20. und der 35. Sekunde (= Torzeit der Taktsteuerung) den Sekunden-Demodulator (7401) nach binären Einsen oder Nullen ab und liest über den Eingang E die Information in das Schieberegister ein. Kurz vor dem Einschreiben wird der alte Registerinhalt gelöscht.

Mit Hilfe der bei der Übertragung mitgesendeten Prüfbits wird eine Paritätskontrolle durchgeführt: Die Anzahl der Einsen bei den Stunden einerseits und den Minuten andererseits muß geradzahlig sein. Das bedeutet, daß jeweils bei den Stunden und den Minuten 1 bit bei der Übertragung verfälscht sein darf. In dem Fall erkennt die Paritätskontrolle den Fehler und verhindert durch das Übernahmeregister O eine Übernahme aus dem Schieberegister in den Stunden-Minuten-Zähler/Speicher und läßt diesen stattdessen bis zur nächsten Überprüfung als freien Zähler weiterlaufen. War die Paritätskontrolle positiv, übernimmt der Minutenimpuls des Senders über O die Information in den Speicher. Der Stunden-Minuten-Zähler/Speicher wird damit definiert gesetzt. Dabei ist es unerheblich, welchen Zählerstand der Sekundenzähler hat; er wird in jedem Fall mit jedem Minutenimpuls zurückgesetzt. Wenn eine Übernahme aus dem Schieberegister erfolgt, wird gleichzeitig ggf. auch das Inhibit-Flipflop zurückgesetzt. Mit S1 kann die Uhr auf internen Betrieb umgeschaltet werden, es erfolgt dann keine Senderübernahme mehr.

### Realisierung

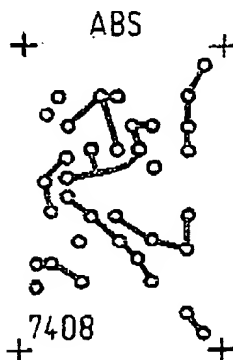
Alle Baugruppen (außer dem Antennenv Verstärker) wurden auf Steckplatinen mit 21-poligen Stiftleisten (DIN 41677) aufgebaut. Bei den Folienvorlagen für die einseitig kaschieren Platinen ist jeweils die Leiterbahnseite (Auf-Bestückungsseite, ABS) in der Ansicht von der Leiterbahnseite her dargestellt. Bei den zweiseitig kaschieren Platinen ist zusätzlich die Bestückungsseite (BS) in der Ansicht von der BS her dargestellt. Für die Baugruppe 7405 wurde ein Format 180 mm x 75 mm für 7406 180 mm x 45 mm und für alle anderen acht Platinen eine Größe von 75 mm x 100 mm gewählt.

Die in Bild 1 angegebene Bezifferung an den Baugruppen-Ein- und Ausgängen ist identisch mit den wirklichen Stift-Belegungen der einzelnen Platinen. In den folgenden Schaltplänen sind die wichtigsten Impulsformen und Schaltschritte markiert und einige typische Spannungswerte angegeben.



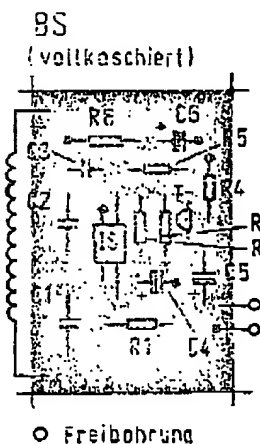
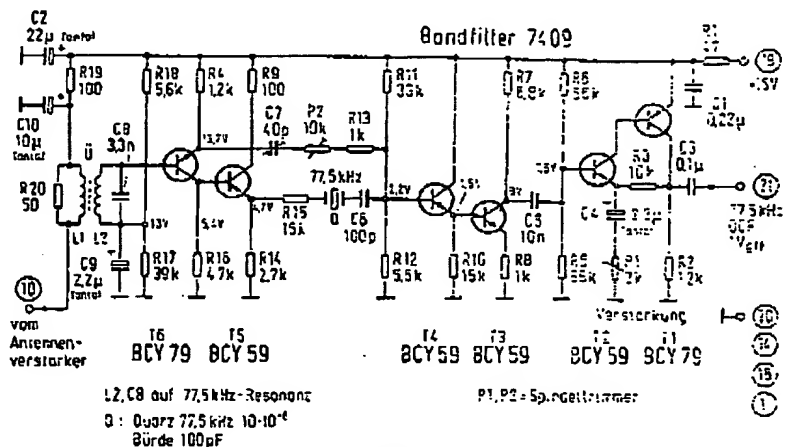


## Praxis &amp; Hobby



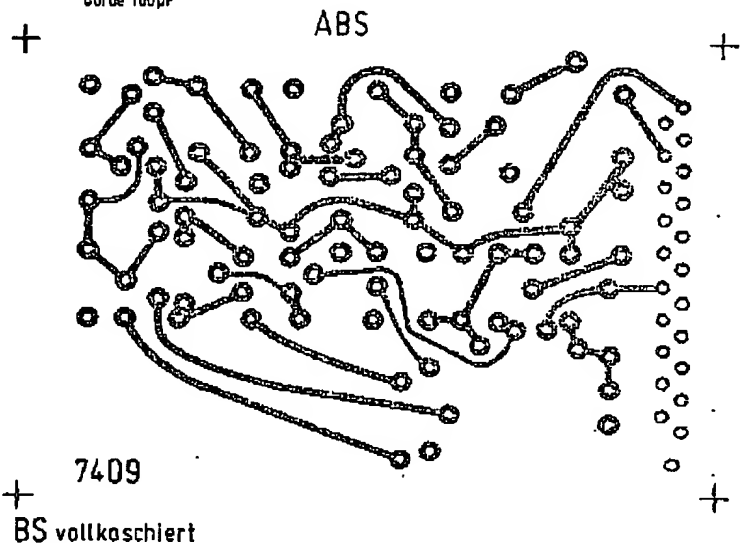
◀ Bild 3.  
Doppelseitig kaschierte  
Platine des Antennen-  
verstärkers. Die Bestück-  
ungsseite bleibt voll  
kaschiert, wird jedoch  
freigebohrt

Bild 5. ▶  
Schaltung des  
Bandfilters 7409



◀ Bild 4.  
Bestückungsplan des An-  
tennenverstärkers. Alle mit  
● gekennzeichneten Punkte  
auf der BS verlöten

Bild 6. ▶  
Platine des Bandfilters



geringerer Störanfälligkeit wichtig. Diese Schaltung unterscheidet sich im wesentlichen von der in [7] angegebenen durch die fehlende automatische Verstärkungsregelung, die für dieses Konzept nicht brauchbar ist, weil im Senderausfall sonst die Verstärkung hochläuft und sehr viel Störungen mitverstärkt werden.

Die Transistoren T3, T2, T1 verstärken das schmalbandige HF-Signal. Die Verstärkung läßt sich mit P1 so einstellen, daß an Punkt 21 etwa 1V<sub>eff</sub> anstehen. C7 und P2 werden so eingestellt, daß das Ausgangssignal störungsfrei ist (sauberste Kurvenform). Der Übertrager U ist unkritisch. Es eignet sich z. B. ein Schalenkern 18 x 14 Al 630 (mit Luftspalt), primär 5Wdg., sekundär 40 Wdg. 0.3 CuL. Die Resonanzfrequenz von L2 C8 muß bei 77.5 kHz liegen und kann ggf. mit C8 korrigiert werden. An Punkt 10 wird das Koax-Kabel zum Antennenverstärker angeschlossen, dessen Betriebsspannung über R19 eingekoppelt wird. Bild 6 zeigt die Platine, Bild 7 den Bestückungsplan hierzu. Das Filter sollte in ein abgeschirmtes Gehäuse (z.B. Teko 3/A) eingebaut werden.

## Sekunden-Minuten-Demodulator 7407

Bild 8 zeigt die Schaltung, wie sie im wesentlichen schon in [2] und [4] beschrieben wurde. Mit D1, D2 wird das Empfangssignal von Punkt 17 gleichgerichtet und im Opera-

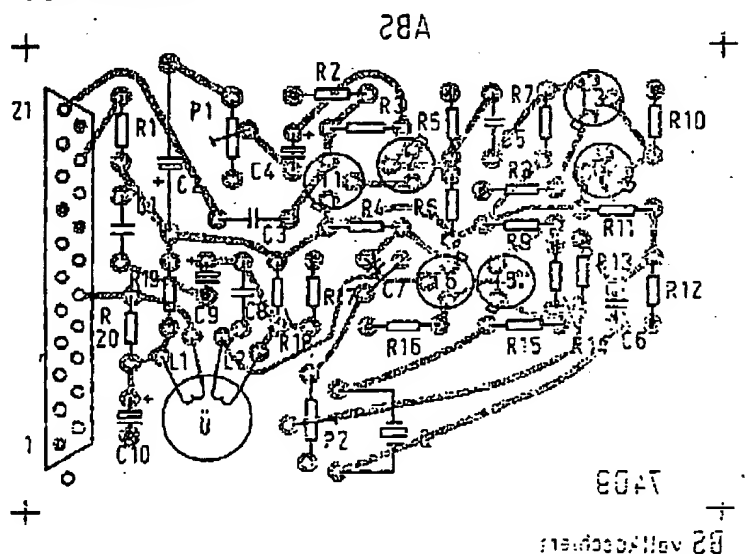
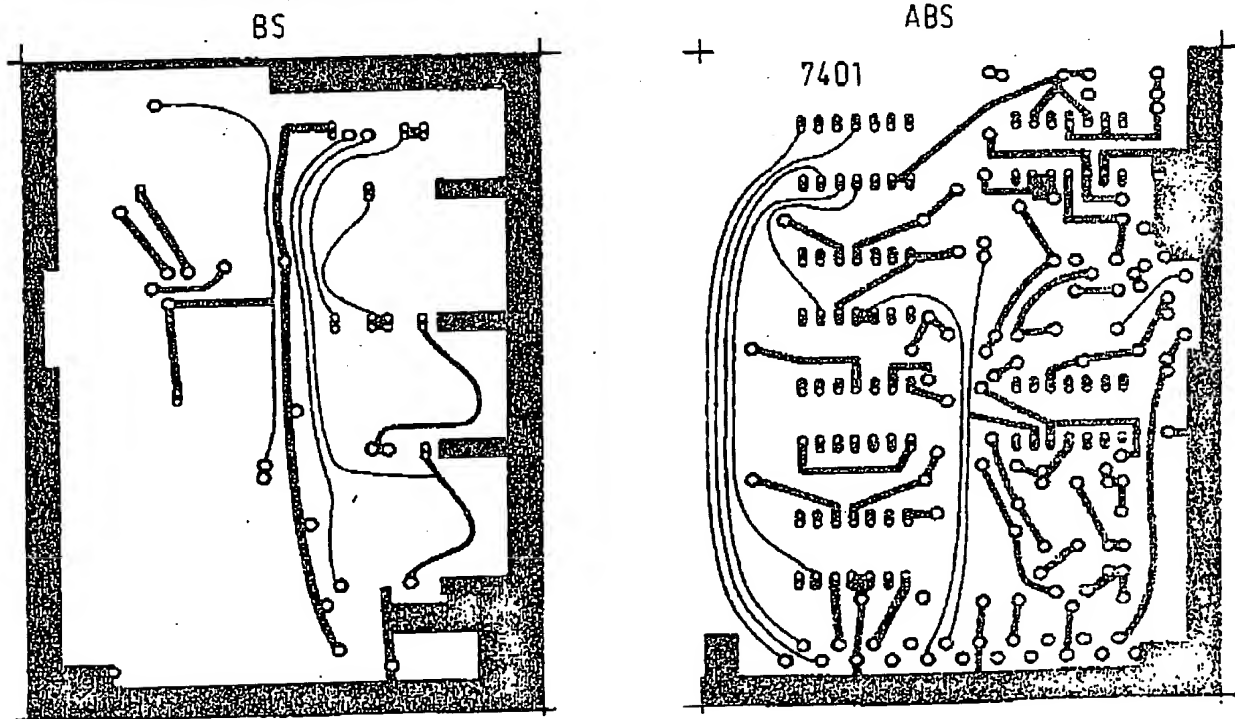
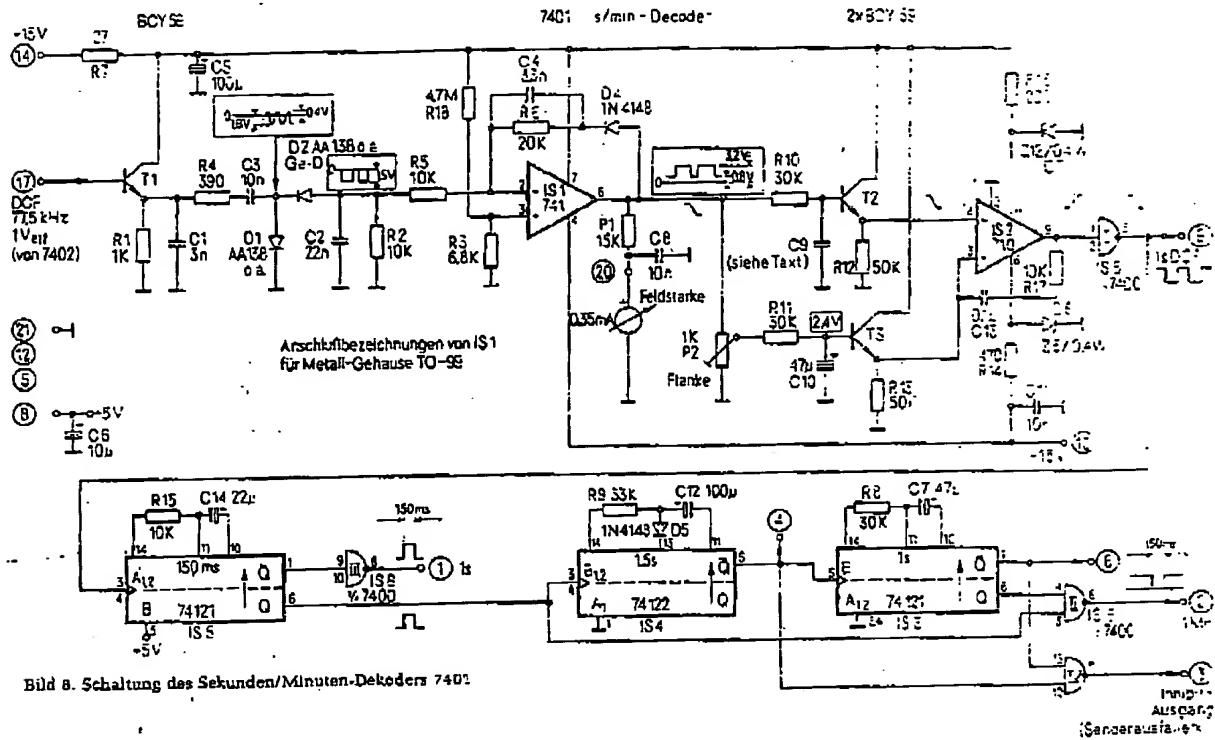
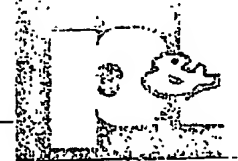


Bild 7. Bestückungsplan zu Bild 6. Alle Bohrlocher auf BS freibohren, bis auf die mit ● gekennzeichneten (auf BS zu verlöten)







## Praxis &amp; Hobby

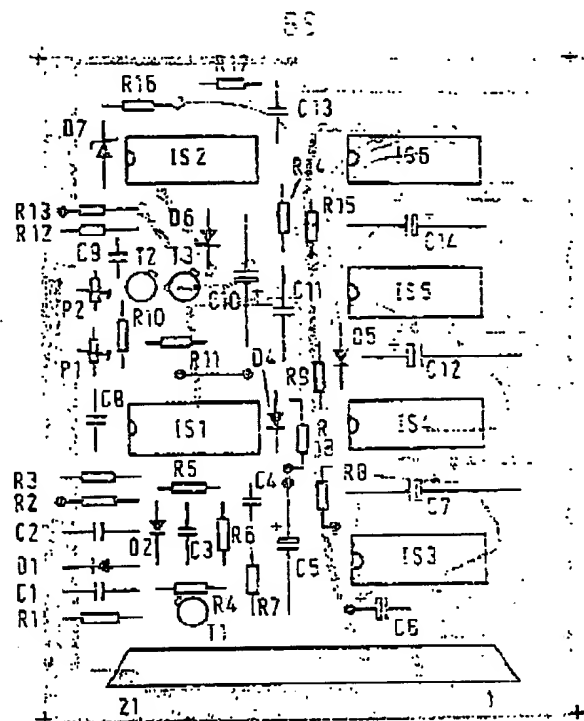
Stärker IS1 verstärkt. Die Diode D4 linearisiert die Gleichrichtung und kompensiert die Schwellspannungen von T2, T3. Damit funktioniert die Schaltung in einem weiten Eingangsspannungsbereich zufriedenstellend. Gegebenenfalls kann noch eine weitere Diode D3 mit D4 in Reihe geschaltet werden. R18 erzeugt an R3 einen Spannungsabfall (= Vorspannung für IS1), der bei fehlendem Hf-Signal eine gewisse Unterdrückung von Störungen bewirkt.

P2 wird so justiert, daß sich C10 auf ca. 75 % der maximalen Spannung an C9 auflädt. Der Komparator schaltet daher jedesmal dann, wenn der Träger sich um 25 % seiner Maximalamplitude absenkt und demoduliert damit die Sekundenmarken. C9 verbessert die Störsicherheit, sollte aber möglichst klein sein (<0,1 µF). Die Dauer der auf diese Weise gewonnenen Sekundenimpulse ist 100 ms bzw. 200 ms entsprechend der Binärokodierung des DCF-Signals [1]. Die Sekunden stehen an Punkt 9 zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung.

Sie gelangen weiterhin zu der Monoflop-Kette IS5, IS4, IS3. IS5 gibt einheitliche Sekundenimpulse mit 150 ms Dauer ab, womit das nachtrIGGERbare Monoflop IS4 getriggert wird und infolge seiner großen Zeitkonstanten (1,5 s) dauernd angeregt bleibt. Die 59. Sekunde jeder Minute wird zur Ankündigung der Minute nicht übertragen. Daher fällt IS4 nach 59,5 s ab und triggert dabei IS3. Der darauffolgende Sekundenimpuls (= Minutenimpuls) wird über das von Ausgang Q (IS3) vorbereitete Gatter II (IS6) als Minutenimpuls an Punkt 2 abgegeben.

Das Gatter IV (IS6) stellt fest, wann die beiden Monoflops IS3, IS4 zusammen abgefallen sind: In dem Fall fehlen offenbar die nachtrIGGERnden Sekundenmarken des Senders, und ein Senderausfall muß vorliegen.

Bild 10. Bestückungsplan zu Bild 9. Alle mit  $\odot$  gekennzeichneten Punkte zusätzlich auf der BS verlöten



Damit wird auf einfache Weise ein Senderausfallerkennung vorgenommen.

Die Wahl der Zeitkonstanten R9 C12, R8 C7 ist nicht ganz unproblematisch: Im Senderausfall können Störimpulse in den Empfänger gelangen, die u.U. eine Minute simulieren: Jeder Störimpuls triggert IS4; nach 1,5 s fällt es z.B. wieder ab und triggert IS3. Fällt in den Zeitraum zwischen 1,5 s und 2,5 s nach dem Auftreten des letzten Störimpul-

ses ein weiterer, wird dieser fälschlicherweise als Minute erkannt und führt zu einer Fehlschaltung in den nachfolgenden Stufen. Bei einem schmalbandigen Filter sind solche Störungen während eines Senderausfalls jedoch recht selten. Darauf wird später noch weiter eingegangen. Bild 9 zeigt die Platine, Bild 10 den Bestückungsplan des Dekoders.

(Fortsetzung folgt)

## Uhrzeit- und Normalfrequenzempfänger

Vielfältig war das Echo, das vor etwa zwei Jahren der Beitrag „Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen über DCF 77“ (Heft 19/74, S. 727) auslöste. Das bewiesen nicht nur die vielen Anfragen zu diesem Thema, sondern auch die große Zahl der hierzu eingehenden Manuskripte. Nicht ohne Grund ist das Interesse an dieser Art von Geräten so groß. Zunächst läßt sich relativ einfach eine Vergleichsfrequenz ableiten, die um einiges genauer ist als der Quarz, der zu Hause so vor sich hin schwankt. Außerdem kommt der Sender einem zur Zeit ausgeprägten Bedürfnisse entgegen: Er ermöglicht, allerdings mit einem Aufwand, die digitale Anzeige der Zeit und der Wochentage, und auch dies mit einer vom Praktiker sonst kaum erreichbaren Genauigkeit.

Nach dem Motto „für jeden etwas“ wird die

FUNKSCHAU daher in der nächsten Zeit eine Reihe von Beiträgen veröffentlichen, die sich mit diesem Thema befassen. Für jeden etwas bedeutet in diesem Fall, daß das Spektrum der Bauanleitungen vom einfachen bis zum komplizierten Gerät reichen wird.

Bei all diesen Geräten handelt es sich übrigens um Bauanleitungen, die zum Selbstbau anregen sollen. Das bedeutet, daß hierfür im Normalfall keine Platinen und Bausätze lieferbar sein werden.

Praktiker, die jedoch nicht über die Möglichkeiten verfügen, sich so intensiv dem Thema zu widmen, sollten nicht verzweifeln: Im Rahmen der FUNKSCHAU-Mini-Bausätze ist für das Jahr 1977 auch ein Bausatz eines Normalfrequenzempfängers in Vorbereitung. Ein Veröffentlichungstermin steht allerdings noch nicht fest.

*This is an informal German-to-English translation of an article in 'Funkshau', edition 22, 1976, 'Praxis & Hobby' section, pages 964 to 968 inclusive.*

*It describes the design and construction of a radio clock receiver.*

## Time and standard frequency receiver for DCF 77 with back-up operation.

By Richard Weiss

The DCF 77 transmitter enables, near fixed locations of local reference frequencies, an interference-proof and accurate time and date indication. In many publications there are isolated notes on this (see literature at the end of this article). Here, a time and standard frequency receiver, with backup for signal loss, is described, which the author has tested for nearly three years. This construction guide is not to be taken as a recipe, but is aimed at the experienced expert, with access to the necessary test equipment.

### The concept

Fig. 1 shows the block diagram of the system: the modulated DCF signal is received either a ferrite antenna with a subsequent antenna amplifier (7408), or by a narrowband band-pass filter with amplification (7409). Then to the demodulator (7401), where the seconds- and minutes-marks are extracted. In addition a transmission-loss detector determines when the seconds-pulses are missing. Then the HF signal goes through a limiter to a PLL circuit, where a 1MHz oscillator is locked to the carrier frequency of the DCF 77 signal. Thus the oscillator is practically as (long-term) stable as the DCF 77 carrier frequency [1.5]

The 1 MHz quartz frequency is divided down to 77.5kHz using the quasi-periodic/apperiodic divider method [9], and then by further processing divided down to 100kHz and 1Hz. From the divider chain, various division frequencies can be extracted for calibration purposes.

In a second control loop (7403), the seconds-pulses are formed, where division of 100kHz is performed in a shift register compared with the DCF-seconds, and with a long-term average phase lock. A delay t1 therefore ensures temporal placement of the synthesized seconds-pulse the time interval between transmission and reception, which is compensated further in the receiver.

The pulse-shifting operates, as necessary, the 100kHz/1Hz divider either supplies an additional count-pulse or deletes a count-pulse. On average the phase lies between the DCF-seconds and the synthesized seconds, over t1 shifted by +/- 10us exactly.

The synthesized seconds give the digital control of the time decoder (7405), which provides a highly interference-proof processing. On the one hand high frequency interference pulses, which arrive at the receiver and could be passed to the error counter, are practically ineffective; on the other hand, the phase relationship between the DCF and synthesized seconds is stably received during interference, so this does not lead to a phase drift on the seconds phase.

DCF 77 operates mainly in continuous mode; however, each 2<sup>nd</sup> Tuesday of the month between 5 and 9 o'clock it is stopped for maintenance. Also occasional brief transmitter interruptions can be expected. On transmission failure an inhibit flip-flop (RS-FF in 7405) ensures that the control loop is disabled. In addition, the first minute pulse, after the transmitter resumes, sets the divider chain 100kHz/1Hz into a defined pattern, with which any false counts, during the interruption, can be

further corrected. During a power cut or start-up of the unit, the same flip-flop provides a reset to the divider chain.

The decoding and display of the time information is described further in the circuit in [7], which has a greater value of interference protection.

The indicated time can be shown on this device using two different methods. In the normal case, the encoded time information from the transmitter is decoded, checked for transmission errors and, if the checking is positive – stored and indicated. For the case where the checking determines an error, or when the transmitter is off, the time runs off a normal quartz-controlled 'independent' clock. In detail, that works as follows:

The synthesized seconds-pulse, in each case, goes into the seconds-counter, and the 60<sup>th</sup> pulse of the transfer is counted in the seconds-minutes-counter/register. Immediately the 12 (150ms) synthesized seconds pulse during the 20<sup>th</sup> and 35<sup>th</sup> second (rate control) reads the seconds-demodulator (7401) in binary Ones or Zeros, and reads over input E the information in the write-register. Shortly after the write, the other register is deleted.

With help of the transferred check-bits, a parity check is performed. The number of ones is set at the hour, however the minutes must be even-numbered. This means that on the hour and the minute, one bit of the transfer may be false. In this case, the parity controller detects the error and prevents the enable-gate U from allowing a write into the hours-minutes counter/register, and leaves these instead up to the next checking, to keep the counter running freely. If the parity check is positive, the transmitter's minute pulse transfers, over enable-gate U, the information in the register. The hours/minutes counter/register setting is thereby defined. It does not matter which value the seconds-counter has; it is reset in any case at the minute-pulse. When a register write occurs, it is immediately reset by the inhibit flip-flop. The time can be connected for internal operation, which takes place when there are no more transmitted updates.

#### Realisation

All units (apart from the antenna amplifier) should be built on boards with 21-pin connectors (DIN 41617). The foil mask for the single-sided board gives the conductor side (Non-component side, ABS) where the view of the conductor side is given. On the double-sided board, in addition the component side (BS) is shown. For unit 7405, use a format of 160 x 75mm; for 7406 use 160 x 45mm; and for all other boards a size of 75 x 100mm is selected.

The numbering given in Fig.1 for the input- and output- blocks is identical with the actual pin-numbering for each board. In the following circuit diagrams, the most important pulses and switching edges are marked, and typical voltages are given.

#### **Antenna amplifier 7408**

The antenna amplifier has the task of amplifying the receiver signal directly from the antenna (ferrite) and transmitting it to the receiver over co-ax cable. Where the signal is amplified further, to avoid feedback (risk of oscillation) the ferrite should be placed away from the antenna amplifier. The shortest distance depends, partly, on the receiver's screening, and should be determined by experiment (about 1 m).

Fig. 2 shows the circuit for the antenna amplifier, which is described more fully later in [7]. The MFC4010A is a 3-stage wideband amplifier. Connection to the ferrite antenna is via a capacitive voltage divider. The output is coupled via an emitter follower, T. The supply voltage should be taken from the receiver through the co-ax cable. The bandwidth of the circuit in total is about 2kHz. Fig 3 shows the amplifier circuit board, Fig. 4 the component layout.

#### **Bandpass filter amplifier 7409**

The filter amplifier performs receiver selection and amplification. Its bandwidth should be smaller than 1kHz. There are limited possibilities for this in the design, as the author has investigated.

Firstly, an active RC filter could be selected, using the phase difference method [10], which is advantageous, simple and cheap. Unfortunately the thermal stability relative to the bandwidth against the amplification is insufficient, and easily leads to oscillation. The LC filter gives good results, described in [5] or [11], however, a shell-core and HF-windings are required. The shell-core is not cheap, and HF windings are awkward to work on. A very satisfactory circular band filter is the amateur radio DJ 1WM.

A quartz filter [fig 5] is recommended for these receiver ideas, its principles and functions being described further in 7 and 12, and is distinguished by its simple construction and small bandwidth (about 30 Hz). Later, this is important with regard to standby operation during a transmission interruption because of low interference susceptibility. This circuit is distinguished, importantly, by the lack of automatic gain control, which is not practicable in this concept, because during a transmission interruption the gain is increased, and a great deal of interference is amplified.

The transistors T3, T2, T2 amplify the narrow-band HF-signal. The Gain can be set by P1, to give an output of 1V p/p at Point 21. C7 and P2 are adjusted so that the output signal is free from interference (smoothest curve form).

The transformer U is not critical. It is formed on a core 18 x 14 AL630 (with air gap), primary 5 turns, secondary 40 turns, 0.3CuL. The resonant frequency of C2-L8 must be around 77.5 kHz, and can be set correctly with C8. The co-ax cable from the antenna amplifier can be connected to Point 10. The supply voltage is decoupled over R19. Fig. 6 Shows the circuit board, fig 7 the component layout, The filter should be enclosed in a screened housing (e.g. Teko 3/A).

#### Seconds-Minutes demodulator 7401

Figure 8 shows the circuit, which is essentially already described in [2] and [4]. The signal at point 17 is rectified by D1, D2, and amplified by operational amplifier IS1. The diode D4 linearizes the rectification and compensates for the threshold voltage of T2. Thus the circuit functions satisfactorily over a wide input voltage range. If necessary, a further diode D3 can be connected in parallel with D4. R18 produces a voltage drop with R3 (= biasing for IS1), which causes a certain amount of suppression of a missing HF signal.

P2 is adjusted so that C10 is charged to about 75% of the maximum voltage at C9. The comparator therefore switches each time the carrier drops to around 25% of its maximum amplitude, and thereby demodulates the seconds-pulses. C9 improves interference rejection, but should however be small as possible ( $< 0.1\mu\text{F}$ ). The duration of the seconds pulses recovered in this way is 100ms or 200ms according to the binary coding of the DCF signal. The seconds are output at point 9 for subsequent processing.

This goes further to the monostable chain IS5, IS4, IS3. IS5 gives uniform seconds pulses with 150ms duration, triggering the re-triggerable monostable IS4, which remains continuously active due to its large time constant (1.5s). On the 59<sup>th</sup> second of each minute, the minute marker is not transferred. Then IS4 goes low at 59.5s, and thereby triggers IS3. The following second pulse (=minute pulse) enables gate II via output Q (IS3) to give the minute pulse at Point 2.

Gate IV (IS6) stays low when the monostables IS3, IS4 are both triggered. In this case, it is evident that the triggered second mark from the transmitter is missing, and a transmitter interruption must have happened. This gives a simple method of detecting transmission loss.

The value of time constants R9/C12, R8/C7, however, is not without problems. At the transmission event, noise pulses can occur at the receiver, which simulate a minute; each noise pulse triggers IS4; after 1.5s the output goes low again and triggers IS3. If it falls in the period between 1.5s and 2.5s to the event, it regenerates the noise pulse further, which is falsely recognized as a minute pulse, and leads to a lock-up of the next stage. With a narrowband filter

such interference happens very seldom during a transmitter interruption. Fig 9 shows the circuit board. Fig 10 shows the component layout of the decoder.

#### **Time and reference frequency receiver**

There were many echoes for about two years after the article "Date and time signaling wireless reception over DCF 77" (edition 19/74, p.727) was released. It was demonstrated not only by the many questions on this theme, but the large number of manuscripts received so far. The interest in this technique so great for a reason.

First, relatively simply, a comparison frequency can be derived which is more exact than a quartz, which is unstable by itself in various ways. In addition the transmitter comes with its own requirement: it makes possible, with some cost, the digital indication of time and weekday. and this the expert can hardly otherwise attain.

With the slogan "something for everyone", FUNKSCHAU next time therefore will publish a collection of these contributions published, which are concerned with this topic. "Something for everyone" means, in this case, that the range of construction projects will be from the simple to the complicated.

With all these units, it concerns construction guidance, which are to stimulate self-build. This means that, under normal conditions, no circuit boards and kits will be available.

Experts, who however do not have the possibility to dedicate themselves to the topic so intensively should not despair: in the plan for FUNKSCHAU mini kits for 1977, a kit for a standard frequency receiver is in preparation. However, the publication period is not fixed.